

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-284174

(43)公開日 平成9年(1997)10月31日

(51)Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 1/707			H 0 4 J 13/00	D
			H 0 4 B 3/04	A
H 0 4 L 7/00			H 0 4 L 7/00	C

審査請求 未請求 請求項の数2 O L (全 6 頁)

(21)出願番号 特願平8-93957

(22)出願日 平成8年(1996)4月16日

(71)出願人 000231073

日本航空電子工業株式会社

東京都渋谷区道玄坂1丁目21番2号

(72)発明者 田中 淑雄

東京都渋谷区道玄坂1丁目21番2号 日本

航空電子工業株式会社内

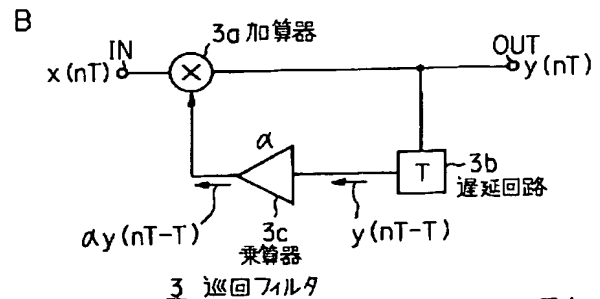
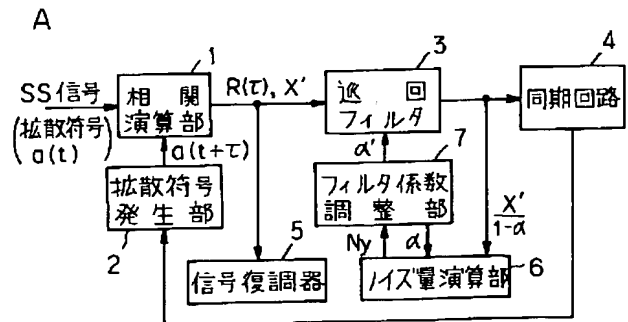
(74)代理人 弁理士 草野 卓 (外1名)

(54)【発明の名称】 スペクトル拡散信号復調装置

(57)【要約】

【課題】 入力信号のS/N比の悪化につれて、同期外れが起こり易くなるのを防止する。

【解決手段】 相関演算部1は入力スペクトル拡散(S S)信号に含まれる送信側の拡散符号 $a(t)$ と拡散符号発生部の出力 $a(t+\tau)$ との自己相関関数 $R(\tau)$ を演算する。 X をそのピーク値とする。巡回フィルタ3が図1Bであるとき、その出力のピーク値の収束値は $X/(1-\alpha)$ となる。 α はフィルタ係数で $0 < \alpha < 1$ である。同期回路4ではフィルタ出力から入力SS信号の拡散符号の位相を捕捉して、その捕捉した位相に追従するように拡散符号発生部2のタイミングを制御する。ノイズ量演算部6はフィルタ出力ピーク値の収束値に含まれるノイズ量 $N_y = (X' - X)/(1 - \alpha)$ を演算し、フィルタ係数調整部7は N_y の理想的収束値 $X/(1 - \alpha)$ に対する比率が大きいほど理想的収束値が大きくなるようにフィルタ係数 α の値を調整する。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 拡散符号発生部と、

その拡散符号発生部の出力と入力スペクトル拡散信号
(以下SS信号と言う)との相関関数を演算する相関演
算部と、

その相関演算部の出力より送信データを復調する信号復
調部と、

前記相関演算部の出力を積分する巡回フィルタと、

その巡回フィルタの出力から、入力SS信号の拡散符号
の位相を捕捉して、その捕捉した位相に追従するように
前記拡散符号発生部のタイミングを制御する同期回路と
を有するスペクトル拡散信号復調装置において、
前記巡回フィルタの出力の収束値に含まれるノイズ量を
演算する手段と、

そのノイズ量演算手段で得られたノイズ量の巡回フィル
タ出力の理想的収束値に対する比率が大きいほどその理
想的収束値が大きくなるように前記巡回フィルタのフィル
タ係数を調整する手段を設けたことを特徴とするスペ
クトル拡散信号復調装置。

【請求項2】 請求項1において、前記巡回フィルタ

$$R'(\tau) = (1/T') \int_0^{T'} a(t) b(t+\tau) dt$$

..... (1)

が演算される。図8に示すように入力SS信号に含まれ
る送信側の拡散符号 $a(t)$ と受信(復調)側の拡散符
号 $b(t)$ とは同じ符号系列であるので、 $R'(\tau)$ は

$$R(\tau) = (1/T') \int_0^{T'} a(t) a(t+\tau) dt$$

..... (2)

で表される。ここで T' は拡散符号 $a(t)$ の周期であ
る。自己相関関数 $R(\tau)$ はよく知られているように時
間軸 τ に対して図示すると図9のようになる。ここで、
 T 及び m は拡散符号 $a(t)$ のチップ長及びチップ数で
ある。相関係数 $R(\tau)$ は相関がとれると、つまり a
(t) と $a(t+\tau)$ の位相が一致するとピーク値をと
り、チップ長 T だけずれると最小値を取り、周期 $T' =$
 mT をもつ周期関数である。

【0005】 相関演算部1の出力は巡回フィルタ3で積
分された後、同期回路4に入力される。同期回路4で

$$y(nT) = x(nT) + \alpha y(nT-T) \quad \dots\dots (3)$$

この巡回フィルタはよく知られているように一次の I I
R (インフィニット・インパルス・レスポンス) フィル
タと呼ばれ、インパルスレスポンスが無限に続くフィル
タである。(3)式の両辺を z 変換すると、

$$H(z) = Y(z) / X(z) = z / (z - \alpha) \quad \dots\dots (4)$$

ここで z を

$$z = \exp(j\omega T) \quad \dots\dots (5)$$

と置くと、よく知られているように伝達関数 $H(z)$ は

2

の加算した信号 $[y(nT)]$ を出力する加算器と、

その加算器の出力 $[y(nT)]$ を1チップ長 (T) だ
け遅延させる遅延回路と、

その遅延回路の出力 $[y(nT-T)]$ を α (実数) 倍
し、前記帰還信号として前記加算器に供給する乗算器と
より成ることを特徴とするスペクトル拡散信号復調装
置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 スペクトル拡散信号復調装置
に関し、特に巡回フィルタのフィルタ係数の調整に関す
る。

【0002】

【従来の技術】 従来のスペクトル拡散信号 (以下SS信
号と言う) 復調装置は図7に示すように、相関演算部1
で拡散符号発生部2で発生された受信側の拡散符号 b
(t) と入力SS信号に含まれる送信側の拡散符号 a
(t) との相関関数

【0003】

【数1】

$$R'(\tau) = (1/T') \int_0^{T'} a(t) b(t+\tau) dt$$

..... (1)

自己相関関数と呼ばれ、

【0004】

【数2】

$$R(\tau) = (1/T') \int_0^{T'} a(t) a(t+\tau) dt$$

..... (2)

送信側の拡散符号 $a(t)$ の位相を捕捉して、その捕捉
した位相に追従するように拡散符号発生部2のタイミン
グを制御する。一方、相関演算部1の出力は信号復調部
5に入力され、送信データ(信号)が復調される。

【0006】 巡回フィルタ3は図10に示すように、加
算器3aと、1チップ長 T だけ遅延させる遅延回路3b
と、乗算係数 α ($0 < \alpha < 1$) をもつ乗算器3cとで構
成される。巡回フィルタ3の入、出力信号を離散的な信
号 $x(nT)$ 、 $y(nT)$ で表すと、これらの間には回
路図から明らかなように次式が成り立つ。

$$y(nT) = x(nT) + \alpha y(nT-T) \quad \dots\dots (3)$$

$$Y(z) = X(z) + \alpha z^{-1} Y(z)$$

となる。ここで z^{-1} は1サンプル遅延を表す。フィルタ
の伝達関数 $H(z)$ は

$$H(z) = Y(z) / X(z) = z / (z - \alpha) \quad \dots\dots (4)$$

$$z = \exp(j\omega T) \quad \dots\dots (5)$$

フーリエ変換における周波数応答 $H(\exp(j\omega T))$ を

3

表し、図10Bに示すような低域フィルタの周波数特性

$$\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi/T$$

ここで f_s はサンプリング周波数である。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】従来のスペクトル拡散信号復調装置では、入力SS信号の S/N が悪い場合、同期外れを起こし易い欠点があった。この発明はこのような欠点を解決することを目的としている。

【0008】

【課題を解決するための手段】

(1) 請求項1のスペクトル拡散信号復調装置は、巡回フィルタの出力の収束値に含まれるノイズ量を演算する手段と、そのノイズ量演算手段で得られたノイズ量の巡回フィルタの出力の理想的収束値に対する比率が大きいほどその収束値が大きくなるように巡回フィルタのフィ

$$\begin{aligned} t=0 \text{ のとき、} & y_p(0) = X \text{ (例えば } X=10) \\ t=T \text{ のとき、} & y_p(T) = X + X\alpha = X(1+\alpha) \\ t=2T \text{ のとき、} & y_p(2T) = X + \alpha X(1+\alpha) \\ & = X(1+\alpha+\alpha^2) \\ t=3T \text{ のとき、} & y_p(3T) = X + \alpha X(1+\alpha+\alpha^2) \\ & = X(1+\alpha+\alpha^2+\alpha^3) \end{aligned}$$

一般に $t=nT$ のとき

$$y_p(nT) = X(1+\alpha+\alpha^2+\dots+\alpha^n) \quad \dots\dots (7)$$

$0 < \alpha < 1$ であるから、 $n \rightarrow \infty$ のとき

$$y_p(\infty T) = X/(1-\alpha) \quad \dots\dots (8)$$

に収束する。図2に入力信号 $x(nT)$ のピークレベルを $X=10$ とし、フィルタ係数 α を0.9、0.5及び0.1とした場合のフィルタ出力 $y(nT)$ の立上り特性を示す。このように α が1に近づくほど出力の収束値 $X/(1-\alpha)$ は大きくなるが、収束するまでに時間がかか

る。逆に α が0に近づくほど収束値は小さくなるが、収

$$R(\tau) = (1/T') \int_0^{T'} a(t) a(t+\tau) dt \quad \dots\dots (8)$$

入りにノイズ $N(t)$ が重畳した場合には、図3Aに示すように

$$R'(\tau) = (1/T') \int_0^{T'} a(t) a(t+\tau) N(t) dt \quad \dots\dots (9)$$

フィルタ入力のピークレベル X がノイズが重畳して X' に変動したとすれば(図3A)、巡回フィルタ出力の収束値 $X/(1-\alpha)$ は図3Bに示すようにノイズによって $X'/(1-\alpha)$ に変動する。図4にノイズがある場合のフィルタ出力の立上り特性を示す。同期回路4におけるピーク検出レベル F_{th} とフィルタ出力のピークレベル $y_p(nT)$ との交叉するまでの時間 T_a が同期確立に要する時間である。即ち、同期回路4ではフィルタ出力のピークレベル $y_p(nT)$ の相関がある場合と無い場合(図3Bの F_1' と F_2)のレベルを比較して、拡散符号 $a(t+\tau)$ の同期タイミングを確定する。

4

をもっている。図10Bにおいて

..... (6)

ルタ係数を調整する手段を設けたものである。

【0009】(2) 請求項2の発明は、前記(1)において、巡回フィルタが、入力信号 $x(nT)$ と帰還信号とを加算し、その加算した信号 $y(nT)$ を出力する加算器と、その加算器の出力 $y(nT)$ を1チップ長 T だけ遅延させる遅延回路と、その遅延回路の出力 $y(nT-T)$ を α (実数)倍し帰還信号として加算器に供給する乗算器とより成るものである。

【0010】

【発明の実施の形態】図10の巡回フィルタ3の入力信号 $x(nT)$ は自己相関関数 $R(\tau)$ であり、そのピークレベルを X とすれば、出力信号 $y(nT)$ のピークレベル $y_p(t)$ は

束するまでの時間は短くなる。

【0011】相関演算器2の入力にノイズがない場合の相関値は

【0012】

【数3】

【0013】

【数4】

【0014】ノイズがあると同期確立の時間 T_a が変動するが、 α が小さいと、 T_a の変動範囲が大きくなって図4Bのように、同期を確立できない場合も起こる。しかし α を大きくすれば T_a の変動率は小さくなる。即ち、 α が0に近くなるほどノイズに弱く、逆に α が1に近づくほどノイズに強くなる。フィルタ係数 α の大小に対する同期確立時間 T_a 、耐ノイズ性及び収束値 $X/(1-\alpha)$ の関係を図5にまとめて示す。この図からも分かるように、従来の復調装置において、入力信号に含まれるノイズによって同期が外れ易いのはフィルタ係数 α が小さ過ぎたためと考えられる。そこでこの発明で

5

は、巡回フィルタ出力のピークレベルの収束値 $X/(1-\alpha)$ のノイズによる変動分

$$\begin{aligned} Ny &= \{X'/(1-\alpha) - X/(1-\alpha)\} \\ &= (X' - X)/(1-\alpha) \end{aligned}$$

..... (10)

をノイズ量演算部6で演算する。ここでノイズのないときの理想値 $X/(1-\alpha)$ は既知とする。フィルタ係数調整部7では、このノイズによる変動分 Ny とノイズのない理想的収束値 $X/(1-\alpha)$ を比較し、ノイズ量 Ny が $X/(1-\alpha)$ に対して大きい場合には巡回フィルタ3のフィルタ係数として大きい値を選定し、 Ny が小さい場合には小さい値を選定して巡回フィルタ3を制御する。以上述べたノイズ量演算部6とフィルタ係数調整部7の動作の流れを図6にまとめて示す。

【0015】

【発明の効果】以上述べたように、この発明では巡回フィルタ3のフィルタ係数をノイズ量が多いときには大きく、ノイズ量が小さいときには小さく調整するようにしたので、ノイズ量が多い場合でも同期確立に要する時間 T_a は長くなるが、巡回フィルタ3の収束値 $X/(1-\alpha)$ が大きくなり、同期回路4のピーク検出レベル F_{th} に対してノイズマージンを充分とることができるので、同期外れを生じ易いと言う従来の欠点を解決できる。

【0016】またノイズ量が小さい場合には収束値 $X/(1-\alpha)$ が小さくとも問題がないので、フィルタ係数 α を小さくして同期確立時間 T_a を小さくすることができる。このようにこの発明では伝送路環境、つまりノイズに柔軟に対応して、同期外れが少なく、同期確立時間の短い復調装置を提供できる。

【図2】

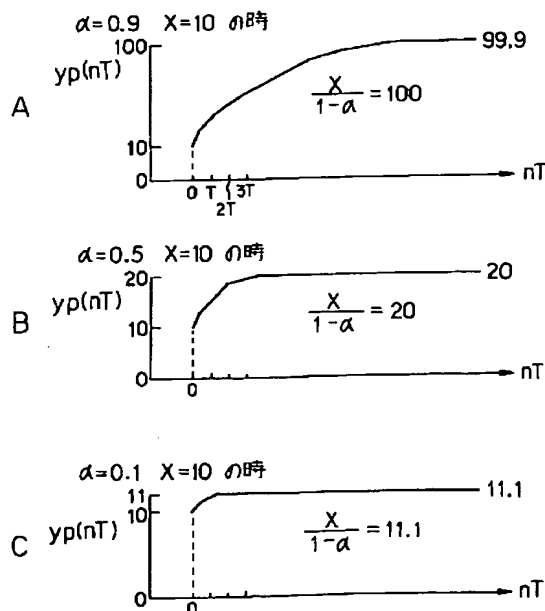


図2

6

【図面の簡単な説明】

【図1】Aはこの発明の実施例を示すブロック図、BはAの巡回フィルタ3の一例を示す回路図。

【図2】図1における巡回フィルタ出力のピークレベル $yp(nT)$ の立上り特性を示すグラフ。

【図3】Aは図1の相関演算部出力のピーク値のノイズによるレベル変動を示すグラフ、Bは図1の巡回フィルタ出力のピークレベルのノイズによる一般的な変動を示すグラフ。

【図4】図1の巡回フィルタ出力のピークレベルのノイズ変動の具体例を示すグラフ。

【図5】図1の巡回フィルタのフィルタ係数 α の大小に対する装置の同期確立時間 T_a 、耐ノイズ性及びフィルタ出力ピークレベルの収束値の関係を示す図。

【図6】図1のノイズ量演算部6とフィルタ係数調整部7の動作フローチャート。

【図7】従来のスペクトラム拡散信号復調装置のブロック図。

【図8】図7の送信側拡散符号 $a(t)$ と受信側拡散符号 $b(t) = a(t)$ が12チップの場合の2値データを示す図。

【図9】図7の相関演算部より出力される自己相関関数の時間に対するグラフ。

【図10】Aは図7の巡回フィルタ3の回路図、Bはその周波数特性を示すグラフ。

【図4】

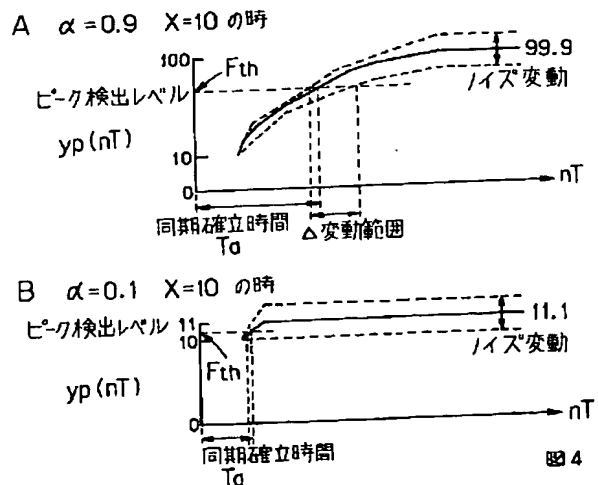
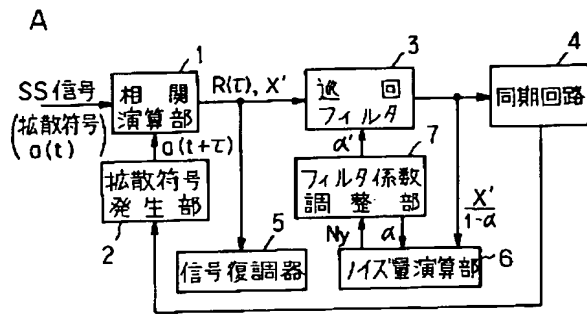


図4

【図1】



【図5】

フィルタ係数 α	同期確立時間 T_a	耐ノイズ性	収束値
0に近い ↓ 1に近い	短 ↓ 長	弱 ↓ 強	小 ↓ 大

図5

【図7】

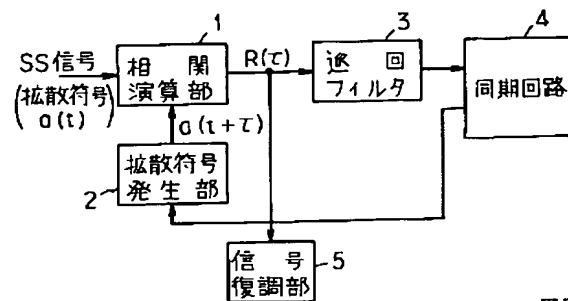


図7

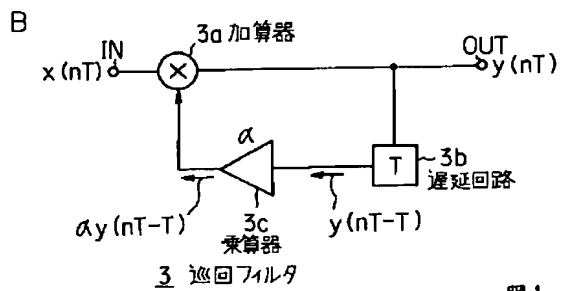


図1

【図3】

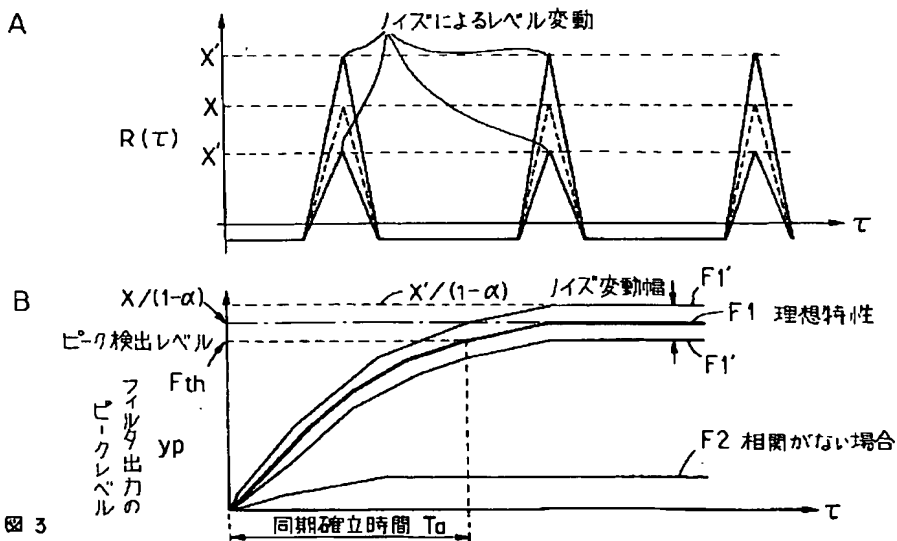
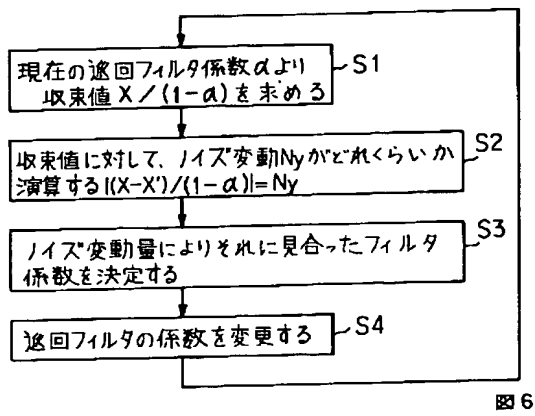
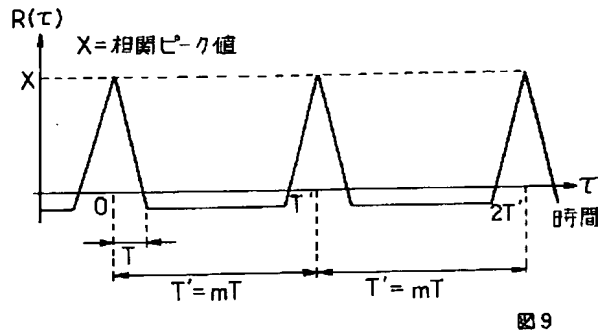


図3

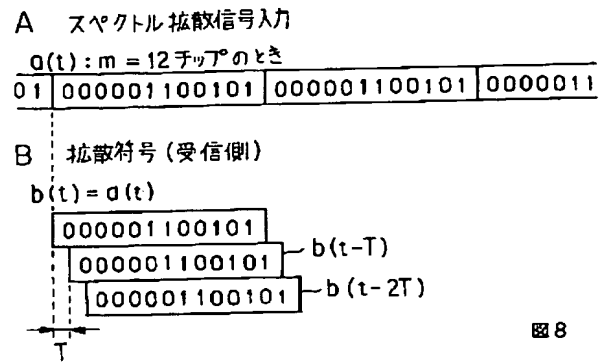
【図6】



【図9】



【図8】



【図10】

